

Б.І. Приймак, канд. техн. наук, ст. викл. (Нац. техн. ун-т України “КПІ”, Київ)

ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ З НЕЙРОМЕРЕЖНОЮ ОПТИМІЗАЦІЄЮ ЕНЕРГОВИТРАТ

Пропонується варіант розв’язання задачі енергозбереження у векторно-керованому асинхронному електроприводі на базі засобів штучного інтелекту. Для визначення оптимального значення магнітного потоку синтезована нейронна мережа, на входи якої подаються сигнали моментної компоненти струму статора та швидкості двигуна. При оцінюванні потокозчеплення ротора враховано насичування основного потоку. Результати моделювання підтверджують високі показники якості запропонованої системи.

1. Вступ. Вже протягом досить тривалого часу не зменшує своєї актуальності проблема підвищення енергетичної ефективності асинхронних електроприводів (АЕП), які здійснюють перетворення біля половини вироблюваної у світі електроенергії. Багато фундаментальних досліджень з питань оптимізації енерговитрат в АЕП було проведено ще в 60-80-х роках [1, 2, 6, 7, 13, 15, 16]. Проте практичному застосуванню отриманих тоді результатів перешкоджала недосконалість існуючих засобів автоматичного керування. З часом прогрес у науці і техніці змінив ситуацію. Появились високопродуктивні цифрові сигнальні процесори, що здатні реалізовувати алгоритми векторного керування асинхронними двигунами (АД) та водночас надавати значний обчислювальний ресурс і для інших задач, зокрема оптимізаційних. Крім цього, арсенали фахівців у галузі систем керування електроприводами останніми роками збагатилися принципово новими методами та засобами із галузі штучного інтелекту. Ці чинники сприяли продовженню досліджень з розроблення все досконаліших систем енергоощадного керування (СЕОК) АЕП.

Серед систем керування АЕП з оптимізацією енерговитрат зазвичай виокремлюють пошукові системи [3, 14] та системи оптимізації аналітичного типу, де оптимальне значення магнітного потоку АД визначається безпосередньо за отриманою на основі моделі втрат потужності залежністю [10, 17, 19]. Останнім часом з'явилися праці, де для оптимізації енерговитрат застосовуються штучні нейронні мережі (НМ) [4, 9, 12, 18]. Системи на базі НМ можна віднести до окремого класу, оскільки їм властиві істотні відмінності. Зокрема, НМ вимагають навчання (тренування), що може бути реалізовано за допомогою аналітично-розрахункового або емпіричного способів. Завдяки НМ може досягатися мінімум сумарних втрат потужності у всіх силових ланцюгах приводу, як і в системах з пошуком, проте без характерного для останніх ризикання в околі точки мінімуму, що погіршує якість керування. З іншої сторони, у системах з НМ можуть досягатися високі швидкості мінімізації втрат, що властиво системам аналітичної оптимізації але не характерно для пошукових систем.

В цій статті висвітлюються нові результати щодо застосування НМ для побудови енергоощадних АЕП. Для визначення енергетично оптимального потокозчеплення ротора АД синтезована НМ на входи якої подаються сигнали моментної компоненти струму статора та швидкості двигуна. Оцінювання вектора потокозчеплення ротора здійснено з врахуванням кривої намагнічування АД. Методами математичного моделювання досліджується якість роботи запропонованої СЕОК АЕП.

2. Математичне описання АЕП. При розв’язуванні задач синтезу та аналізу векторно-керованих АЕП базовим є математичний опис ідеалізованої асинхронної машини. У системі рухомих координат (d, q) , що обертається зі швидкістю ω_0 , ідеалізований короткозамкнутий АД описуватиметься системою рівнянь (1)-(10) [21]:

$$U_{sd} = R_s I_{sd} + d\Psi_{sd}/dt - \omega_0 \Psi_{sq}; \quad (1)$$

$$U_{sq} = R_s I_{sq} + d\Psi_{sq}/dt + \omega_0 \Psi_{sd}; \quad (2)$$

$$0 = R_r I_{rd} + d\Psi_{rd}/dt - (\omega_0 - z_p \omega) \Psi_{rq}; \quad (3)$$

$$0 = R_r I_{rq} + d\Psi_{rq}/dt + (\omega_0 - z_p \omega) \Psi_{rd}; \quad (4)$$

$$\Psi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{rd}; \quad \Psi_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{rq}; \quad (5)$$

$$\Psi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd}; \quad \Psi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq}; \quad (6)$$

$$\Psi_{md} = L_m I_{md}; \quad \Psi_{mq} = L_m I_{mq}; \quad (7)$$

$$I_{md} = I_{sd} + I_{rd}; \quad I_{mq} = I_{sq} + I_{rq}; \quad (8)$$

$$M_E = (3z_p/2) K_r (\Psi_{rd} I_{sq} - \Psi_{rq} I_{sd}), \quad (9)$$

$$d\omega/dt = (M_E - M_H)/J, \quad (10)$$

де змінними є компоненти узагальнених (зображувальних) векторів напруги статора $\bar{U}_s = [U_{sd}, U_{sq}]^T$, струму статора $\bar{I}_s = [I_{sd}, I_{sq}]^T$, струму ротора $\bar{I}_r = [I_{rd}, I_{rq}]^T$, струму намагнічування $\bar{I}_m = [I_{md}, I_{mq}]^T$, потокозчеплення статора $\bar{\Psi}_s = [\Psi_{sd}, \Psi_{sq}]^T$, потокозчеплення ротора $\bar{\Psi}_r = [\Psi_{rd}, \Psi_{rq}]^T$; основного потокозчеплення $\bar{\Psi}_m = [\Psi_{md}, \Psi_{mq}]^T$; M_E - це електромагнітний момент двигуна; M_H - момент навантаження; J - сумарний момент інерції АЕП; z_p - кількість пар полюсів; ω - кутова швидкість обертання ротора двигуна; R_s , R_r - відповідно активні опори фаз статора та ротора, зведеного до статора; L_m - взаємна індуктивність між статором та ротором; $L_s = L_m + L_{s\sigma}$, $L_r = L_m + L_{r\sigma}$ - повні індуктивності фаз статора та ротора, де $L_{s\sigma}$, $L_{r\sigma}$ - індуктивності від полів розсіювання статора та ротора відповідно; $K_r = L_m/L_r$.

Якщо система рухомих координат орієнтована за вектором потокозчеплення ротора, що математично виражається у вигляді умов

$$\Psi_{rq} = 0; \quad d\Psi_{rq}/dt = 0; \quad \Psi_{rd} = |\bar{\Psi}_r|, \quad (11)$$

то з (1)-(10) отримаємо модель АД у вигляді системи диференціальних рівнянь (12)-(15)

$$d\Psi_r/dt = -\Psi_r/T_r + I_d L_m/T_r; \quad (12)$$

$$dI_d/dt = -I_d R'_s/L' + U_d/L'_s + (\omega_0 L'_s I_q + K_r \Psi_r/T_r)/L'_s; \quad (13)$$

$$dI_q/dt = -I_q R'_s/L'_s + U_q/L'_s - (\omega_0 L'_s I_d + K_r \Psi_r z_p \omega)/L'_s; \quad (14)$$

$$d\omega/dt = (M_E - M_H)/J, \quad (15)$$

де $\Psi_r = |\bar{\Psi}_r|$; $I_d = I_{sd}$, $I_q = I_{sq}$ - відповідно потокова та моментна компоненти вектора струму статора АД; $T_r = L_r/R_r$ - стала часу ротора; $L'_s = L_{s\sigma} + K_r L_{r\sigma}$; $R'_s = R_s + K_r^2 R_r$. При цьому швидкість обертання $\bar{\Psi}_r$ буде функцією змінних стану моделі (12)-(15) у вигляді

$$\omega_0 = z_p \omega + K_r R_r I_q / \Psi_r, \quad (16)$$

а електромагнітний момент двигуна в (15) визначатиметься як

$$M_E = (3/2) z_p K_r I_q \Psi_r. \quad (17)$$

Опис (12)-(17) використовується при розробленні систем традиційного векторного керування АД, де швидкість вала двигуна регулюється в широкому діапазоні, а потокозчеплення ротора стабілізується на рівні номінального значення Ψ_{rn} (індексом "n" в статті позначатимуться номінальні значення змінних). В цьому разі магнітний стан двигуна змінюється досить мало, що дозволяє прийняти $L_m = const = L_{mn}$. Проте при енергетично оптимальному керуванні намагніченість магнітопроводу двигуна змінюється у широких межах. Тому тут ефект насичення заліза АД може проявлятися істотно і виникає потреба

його врахування. Залежну від насичення індуктивність L_m можна визначити у функції основного потокозчеплення як $L_m(\Psi_m) = \Psi_m / I_m(\Psi_m)$, где $\Psi_m = |\bar{\Psi}_m|$; $I_m = |\bar{I}_m|$; $I_m(\Psi_m)$ – обернена крива намагнічування АД. Для нелінійної функції $L_m(\Psi_m)$ зручно застосовувати поліноміальну апроксимацію

$$L_m = L_{mn} \sum_{i=0}^p a_i \Psi_m^{p-i} \quad (18)$$

де a_i – коефіцієнти полінома; p – степінь полінома, що визначає точність апроксимації. Для використаного в статті АД вибрано $p=5$. Індуктивності розсіювання $L_{s\sigma}$ та $L_{r\sigma}$ реально значних змін не зазнають, а тому можуть вважатися сталими величинами.

За умов істотних варіацій L_m ускладнюється задача оцінювання $\bar{\Psi}_r$, яка має важливе значення для забезпечення високої якості векторного керування АЕП. Застосування в цьому разі оцінювачів (естиматорів) потокозчеплення ротора, розроблених для $L_m = \text{const}$ [8], призводитиме до значних помилок оцінювання і, відповідно, регулювання цієї величини. При подаванні на вхід підсистеми регулювання Ψ_r з астатичним регулятором завдання Ψ_r^* , яке відповідає мінімуму втрат потужності в АД, забезпечуватиметься $\hat{\Psi}_r = \Psi_r^*$, де $\hat{\Psi}_r$ – оцінка Ψ_r . Проте за наявності помилки оцінювання буде $\Psi_r \neq \hat{\Psi}_r$, а значить насправді мінімум втрат не досягатиметься. Звідси ясно, що в СЕОК АЕП треба використовувати оцінювач $\bar{\Psi}_r$, який враховує нелінійність магнітного кола АД. Саме такий оцінювач, який запропоновано в [5], використовуватиметься в цій статті.

3. Визначення оптимального потокозчеплення. Електромагнітні втрати потужності в АД, що охоплюють електричні втрати в активних опорах статора та ротора, магнітні втрати в залізі статора і ротора, а також додаткові втрати у двигуні, може бути враховано за допомогою схеми заміщення фази АД. Така схема представлена на рис.1. У цій схемі R_m –

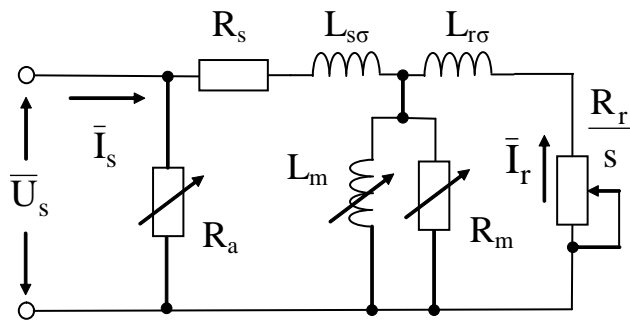


Рис.1.

опір, що враховує магнітні втрати в АД; R_a – опір, що враховує додаткові втрати в двигуні; $s = (\omega_0 - z_p \omega) / \omega_0$ – ковзання двигуна. Зазначимо, що зображена на рис.1 схема заміщення відрізняється від класичної Т-подібної схеми заміщення фази двигуна наявністю опору R_a .

При визначенні за аналогією з [13, 20] магнітних втрат в АД як $P_{fe} = 1,5 \Psi_m^2 (K_h f_0 (1 + |s|) + K_e f_0^2 (1 + s^2))$, R_m

дорівнюватиме

$$R_m = \left(K_h (1 + |s|) / f_0 + K_e (1 + s^2) \right)^{-1}, \quad (19)$$

де K_h – коефіцієнт втрат від гістерезису; K_e – коефіцієнт втрат від вихрових струмів; $f_0 = |\omega_0| / 2\pi$ – частота напруги живлення АД.

Додаткові втрати потужності в АД складаються із додаткових втрат в статорі та роторі, деталізоване і досить складне описання яких можна знайти, наприклад в [20]. Поряд з цим, враховуючи відому аналогію між двигунами змінного та постійного струму, у [14] додаткові втрати в АД приблизно визначаються як

$$P_a = 1,5 K_a \omega^2 I_r^2, \quad (20)$$

де $I_r = |\bar{I}_r|$; K_a – коефіцієнт додаткових втрат. З метою врахування додаткових втрат в класичну Т-подібну схему заміщення фази двигуна з боку статора можна ввести відповідний опір R_a , з'єднаний послідовно чи паралельно. Виходячи із визначення додаткових втрат за (20), у випадку послідовного з'єднання отримаємо формулу для обчислення R_a у вигляді

$$R_a = |(Z_\Sigma - Z_s)/Z_r|^2 K_a \omega^2, \quad (21)$$

а для випадку паралельного з'єднання R_a , чому відповідає схема на рис.1, матимемо

$$R_a = |Z_\Sigma Z_r|^2 / (|Z_\Sigma - Z_s|^2 K_a \omega^2), \quad (22)$$

де $Z_s = R_s + j2\pi f_0 L_{s\sigma}$; $Z_r = R_r/s + j2\pi f_0 L_{r\sigma}$; $Z_\Sigma = Z_s + (Z_m Z_r)/(Z_m + Z_r)$; $Z_m = j2\pi f_0 L_m R_m / (j2\pi f_0 L_m + R_m)$; $j = \sqrt{-1}$.

Механічні втрати на валу двигуна від в'язкого тертя дорівнюватимуть

$$P_\omega = K_\omega \omega^2, \quad (23)$$

де K_ω – коефіцієнт механічних втрат.

В [16] записано компактний вираз для обчислення втрат за класичною Т-подібною схемою заміщення двигуна. Модифікувавши цей вираз таким чином, щоб втрати потужності стали функцією модуля вектора потокозчеплення ротора Ψ_r , а також додавши додаткові та механічні втрати згідно з (20) та (23) відповідно, отримаємо вираз для повних втрат потужності в АД

$$P = \frac{2}{3} \left(\frac{M_E}{z_p \Psi_r} \right)^2 \left(\left| \frac{Z_r + Z_m}{Z_m} \right|^2 R_s + R_r + \frac{|Z_r|^2}{R_m} + K_a \omega^2 \right) + K_\omega \omega^2. \quad (24)$$

При обчисленні параметрів в (24) ω_0 і Ψ_m визначаються у функції Ψ_r як $\omega_0 = z_p \omega + 2R_r M_E / (3z_p \Psi_r^2)$; $\Psi_m = |2Z_r M_E / (3z_p \Psi_r)|$. Далі за (18) обчислюється $L_m = f(\Psi_m)$, за (19) визначається R_m і, після цього, - Z_m . Варто зазначити, що визначення втрат потужності за (24), виходячи із значень M_E , ω і Ψ_r повною мірою враховує нелінійність насичування АД по основному магнітному шляху але обчислення при цьому не є ітеративним.

За виразом (24) оптимальне значення модуля вектора потокозчеплення ротора Ψ_r^o в сенсі мінімуму втрат потужності для ustalених процесів його роботи при $M_E = const$, $\omega = const$ буде розв'язком рівняння

$$\frac{\partial P(\Psi_r, \omega, M_E)}{\partial \Psi_r} \Big|_{\omega, M_E} = 0. \quad (25)$$

Розв'язавши чисельним способом (25), за (17) можна визначити оптимальне значення I_q^o моментної компоненти вектора струму статора I_q в системі векторного керування АД як

$$I_q^o = M_E / \left((3/2) z_p \Psi_r^o L_m(\Psi_m) / (L_m(\Psi_m) + L_{r\sigma}) \right). \quad (26)$$

Множина значень $\Omega(\omega, M_E)$, на якій нижче будуть здійснюватися оптимізаційні розрахунки, визначимо як $\Omega(\omega, M_E) = \{ \omega \in [0,01, 1,5] \omega_n; M_E \in [0,02, 1,5] M_{En} \}$. Розв'язуючи чисельним способом на множині Ω рівняння (25), а також використовуючи співвідношення (26), отримаємо сукупність значень Ψ_r^o у залежності від ω та I_q при

$I_q = I_q^o$. Поверхня $\Psi_r^o(\omega, I_q^o)$ представлена на рис.2, де відкладені по осях змінні є нормованими щодо номінальних значень і вимірюються у відносних одиницях (в.о.).

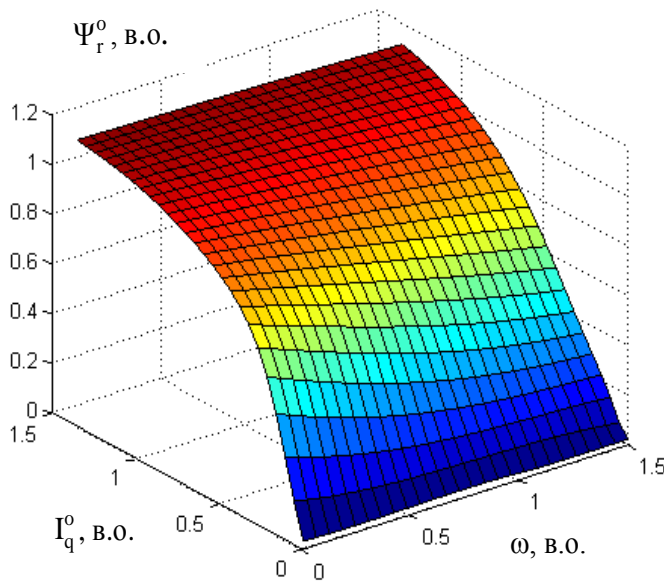


Рис.2.

визначенні кількості нейронів у захованих шарах; у виборі функцій активації нейронів; у навчанні мережі, завдяки якому отримуються чисельні значення параметрів її внутрішніх зв'язків.

На рис.3 представлена архітектура НМ, яку ми застосовуватимемо. Мережа має два

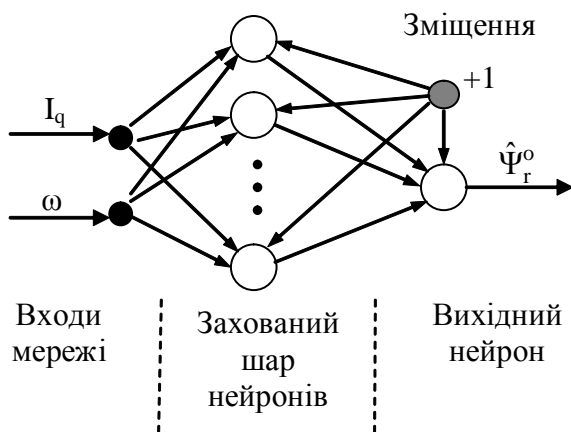


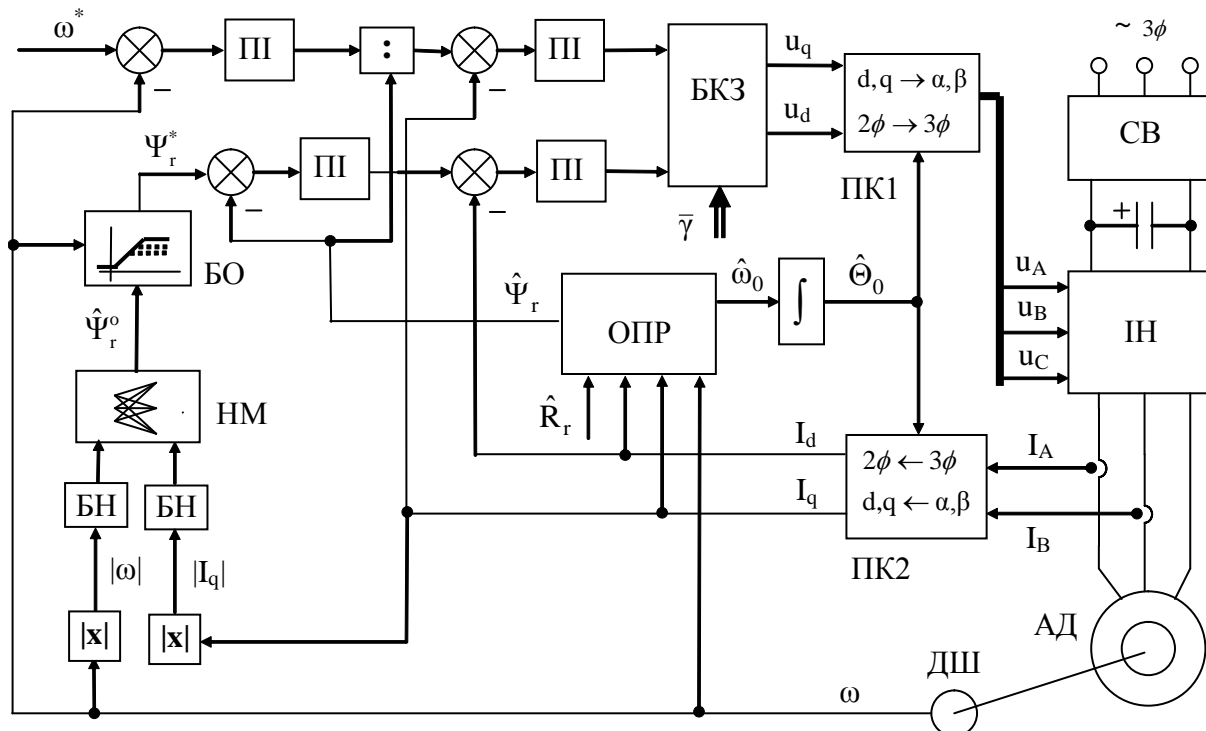
Рис.3

входи, один захований шар нейронів і один вихідний нейрон. На входи мережі подаються сигнали пропорційні ω і I_q , а на виході НМ формується оцінка $\hat{\Psi}_r^o$. На рис.3 кружечками умовно позначено нейрони, а стрілками – зв'язки між нейронами та зміщення, що подаються на них. При цьому вихід i -го нейрона y_i визначається як $y_i = \lambda_i \left(\sum_{j=1}^n x_j w_{ij} + b_i \right)$, де x_1, x_2, \dots, x_m – входи нейрона; $w_{i1}, w_{i2}, \dots, w_{im}$ – вагові коефіцієнти синаптичних зв'язків; b_i – зміщення; $\lambda_i(\cdot)$ – активаційна функція нейрона.

Для навчання НМ широке застосування знайшов метод зворотного поширення помилки, зокрема його варіант з оптимізацією Левенберга-Марквардта [11]. Для навчання мережі треба сформувати навчальну множину даних, яка складається з масивів векторів входу \bar{X}_k , $k = \overline{1, N}$ та виходу \bar{Y}_k , $k = \overline{1, N}$ мережі, де N - вимірність масиву. У процесі навчання при подаванні на вхід НМ вектора \bar{X}_k на виході мережі формується вектор оцінки $\hat{\bar{Y}}_k$ і визначається помилка мережі $\bar{e}_k = \bar{Y}_k - \hat{\bar{Y}}_k$. Після досягнення $k = N$ закінчується цикл навчання, який в літературі з НМ прийнято називати епохою (the epoch), і обчислюється деякий функціонал якості навчання, наприклад середня квадратична помилка мережі E_{net} . В залежності від значення E_{net} програма

навчання змінює коефіцієнти зв'язків між нейронами та зміщення. Навчання триває доти, поки E_{net} не стане менше заданої або коли буде досягнута вибрана кількість епох навчання.

Варто зазначити, що поряд із застосованим нами аналітично-розрахунковим способом отримання навчальної множини для тренування НМ, існує альтернативний спосіб – емпіричний. Він полягає в експериментальному визначенні векторів входу та виходу мережі на реальному АЕП. Тут важливою перевагою є те, що знімаються проблеми забезпечення адекватності опису втрат потужності та визначення параметрів цього опису. Якщо ж при формуванні навчальної множини експериментально визначати мінімум активної потужності, споживаної не двигуном, а АЕП в цілому, то навчена на такій множині НМ у підсумку дозволить здійснювати глобальну мінімізацію втрат у приводі, що охоплює втрати потужності а АД, в силових кабелях та в силовому перетворювальному пристрої. При цьому будуть також враховані втрати від вищих гармонічних складників струму статора та зміни параметрів ротора за рахунок поверхневого ефекту, чого опис (26) не враховує.



представлена структура запропонованої СЕОК АЕП. Призначенням цієї системи є

регулювання швидкості приводу згідно із завданням, забезпечуючи при цьому мінімальні втрати потужності в ustalених режимах роботи АЕП. У системі можна умовно виокремити силову частину, частину векторних перетворень, оцінювач потокозчеплення ротора ОПР, частину регулювання та частину енергетичної оптимізації.

До силовій частині відносяться силовий випрямляч напруги СВ, транзисторний інвертор напруги з широтно-імпульсною модуляцією ІН та АД. Частину векторних перетворень системи складають перетворювачі координат ПК1 та ПК2, і блок компенсування зв'язків БКЗ. У ПК1 та ПК2 відбуваються перетворення сигналів між рухомою (d, q) та нерухомою відносно статора (α, β) системами координат, а також перетворення між дво- та трифазною системами напруг. У БКЗ здійснюється пряме компенсування нелінійних зв'язків в моделі АД (розташовані у дужках компоненти рівнянь (13) та (14)), для чого в БКЗ подається вектор даних $\bar{\gamma} = [I_d, I_q, \hat{\Psi}_r, \omega, \hat{\omega}_0, \hat{T}_r^{-1}]^T$, де \hat{T}_r^{-1} - оцінка T_r^{-1} .

Задачею ОПР, принцип роботи та властивості якого висвітлено в [5], є оцінювання вектора потокозчеплення ротора $\bar{\Psi}_r$ шляхом визначення оцінки $\hat{\Psi}_r$ модуля цього вектора $\Psi_r = |\bar{\Psi}_r|$ та оцінки $\hat{\omega}_0$ кутової швидкості його обертання $\omega_0 = d\Theta_0/dt$, де $\Theta_0 = \arg(\bar{\Psi}_r)$. На вхід ОПР крім сигналів I_d , I_q та ω поступає також оцінка \hat{R}_r поточного значення опору ротора R_r . Сигнал \hat{R}_r використовується для адаптування системи до термічних змін R_r в процесі роботи АЕП, що, як відомо, є важливою умовою високоякісного функціонування систем векторного керування АД. Підсистема оцінювання R_r на рис.4 не показана, оскільки це питання виходило за межі статті. Для визначення \hat{R}_r може бути застосовано один із відомих способів [21]. В ОПР визначається також $\hat{T}_r^{-1} = \hat{R}_r / \hat{L}_r$, де \hat{L}_r - оцінка L_r .

Частину регулювання системи складають пропорційно-інтегральні (ПІ) регулятори швидкості, потокозчеплення, моментної та потокової компонент вектора \bar{I}_s , а також давачі струмів фаз статора і давач швидкості вала двигуна ДШ.

Частина оптимізації енерговитрат системи охоплює блоки нормування БН, ланки визначення модуля, НМ та блок обмеження БО. Абсолютні значення ω і I_q після відповідного нормування у БН подаються в НМ, де визначається оцінка $\hat{\Psi}_r^o$. У БО сигнал $\hat{\Psi}_r^o$ обмежується як знизу на деякому мінімальному рівні, що не допускає повного розмагнічування заліза АД, так і зверху на номінальному чи вищому рівні. Верхній рівень обмеження в БО при швидкостях, більших від номінальної, змінюється обернено-пропорційно значенню ω для отримання режиму роботи АЕП з постійною потужністю. Сигнал Ψ_r^* на виході БО є завданням для підсистеми регулювання Ψ_r .

6. Результати математичного моделювання. З метою встановлення якості функціонування СЕОК АЕП були виконані дослідження цієї системи шляхом математичного моделювання. Для цього використовувався стандартний АД з номінальними потужністю 2,2 кВт і частотою обертання 1430 об/хв, що має наступні значення параметрів: $R_s = 3,65$ Ом; $R_r = 2,47$ Ом; $L_{s\sigma} = 0,013$ Гн; $L_{r\sigma} = 0,016$ Гн; $L_{mm} = 0,273$ Гн. Двигун моделювався у нерухомих відносно статора координатах (α, β) , чому відповідає система рівнянь (1)-(10) та (18) при $\omega_0 = 0$. Силовий перетворювач АЕП розглядався спрощено – як ідеалізований підсилювач напруги. Втрати потужності в АД обчислювалися за виразом (24) на базі отримуваних з моделі АД значень M_E , ω і $|\bar{\Psi}_r|$. В контурах цифрового регулювання I_d та I_q , а також в ОПР було встановлено період квантування $T_0 = 0,25$ мс. Цифрові

регулятори швидкості та потокозчеплення мали $T_0=1$ мс. Період обчислення $\hat{\psi}_r^o$ з допомогою НМ був вибраний рівним 5 мс. Підсистеми регулювання швидкості та

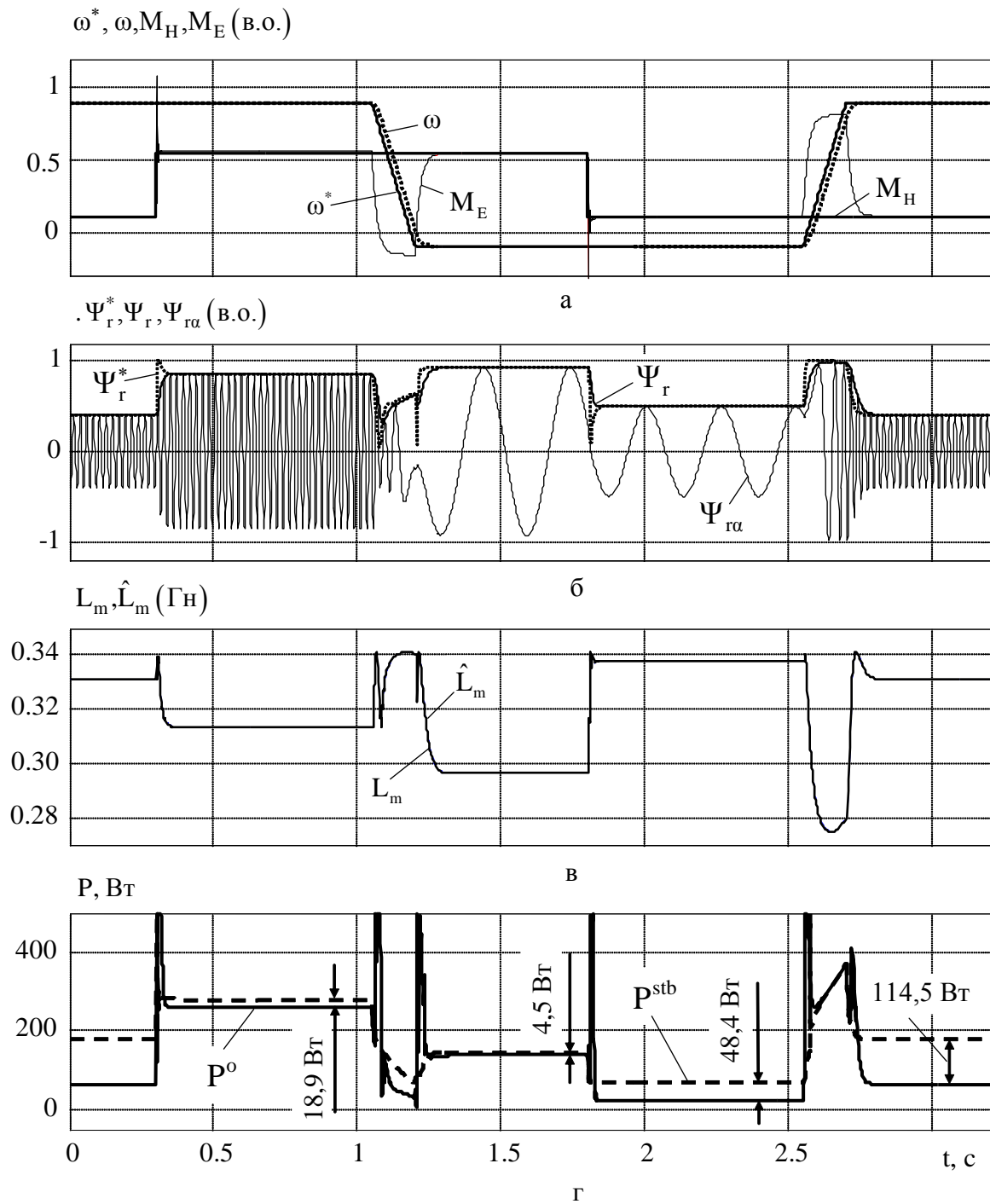


Рис. 5

потокозчеплення ротора були синтезовані так, що в них час регулювання був $t_{reg} = 50$ мс.

Вивчення статичних та динамічних показників СЕОК АЕП здійснювалося при змінах навантаження та швидкості привода. Результати досліджень подані на рис.5. На рис.5,а зображені криві швидкості $\omega(t)$ та її завдання $\omega^*(t)$, а також момента навантаження $M_H(t)$ і електромагнітного момента $M_E(t)$. Тут момент навантаження набуває значень $0,1 \rightarrow 0,55 \rightarrow 0,1$ в.о., а швидкість привода змінюється як $0,9 \rightarrow -0,1 \rightarrow 0,9$ в.о. Процеси

керування потокозчепленням ротора при оптимізації втрат представлені на рис.5,б. Тут зображені сигнали модуля вектора потокозчеплення ротора $\Psi_r(t)$, його завдання $\Psi_r^*(t)$, а також проекції на вісь α вектора потокозчеплення ротора $\Psi_{r\alpha}(t)$. Згідно з цим рисунком, при зміні навантаження або швидкості привода завдяки дії НМ негайно формується нове значення Ψ_r^* , яке відпрацьовується регулятором потоку. В усталених режимах роботи привода тут справджуватиметься рівність $\Psi_r = \Psi_r^* = \hat{\Psi}_r^o$. На рис.8,в представлені графіки взаємної індуктивності $L_m(t)$ та її оцінки $\hat{L}_m(t)$, що визначається в ОПР. За цим рисунком можна зазначити, що L_m змінюється досить суттєво, а також, що якість оцінювання L_m є високою – обидві криві фактично співпадають. Поряд з цим слід зазначити, що у цьому дослідженні на вхід ОПР подавався сигнал $\hat{R}_r = R_r$. Наявність розходження $\hat{R}_r \neq R_r$, як видно за схемою ОПР, призводитиме до появи певних помилок при обчисленні $\hat{\Psi}_r$ та $\hat{\omega}_0$, а також до помилки оцінювання L_m .

На рис. 8,г наведено графік втрат потужності $P^o(t)$ при енергоощадному керуванні АЕП і, для порівняння, графік втрат потужності $P^{stb}(t)$ при керуванні двигуном зі стабілізацією потоку, де $\Psi_r^* = \Psi_m$. Цей рисунок наочно демонструє можливість зменшення втрат потужності за рахунок керування АЕП з енергетичною оптимізацією.

Представлені на рис.8 результати досліджень дозволяють також оцінити динамічні характеристики процесів мінімізації втрат. Аналіз рис.8,б свідчить, що у кривій $\Psi_r(t)$ коливань не спостерігається. Швидкодію системи в режимі оптимізації можна оцінити за часом мінімізації втрат t_{\min} , визначеного як час, що пройшов від моменту стрибкоподібної зміни $M_H(t)$ або $\omega^*(t)$ до моменту остаточного входження кривої у зону $|\Psi_r(t) - \Psi_r^o| \leq 0,05\Psi_r^o$, де Ψ_r^o - усталене значення $\Psi_r(t)$ в даному перехідному процесі мінімізації втрат. У виконаних дослідженнях швидкість привода змінювалася за лінійним законом, що відповідає формуванню $\omega^*(t)$ у задавачі інтенсивності. Момент $M_H(t)$ змінювався стрибкоподібно, при накиді якого отримано $t_{\min} = 31$ мс, а при скиді - $t_{\min} = 27$ мс. За рис.8,б видно, що при накиді навантаження мало місце короткочасне обмеження $\Psi_r^o(t)$ в БО на рівні Ψ_m , що сприяло збільшенню t_{\min} . Слід зазначити, що система має резерв щодо додаткового поліпшення цього показника. Зокрема, при зменшенні часу регулювання Ψ_r до $t_{reg} = 30$ мс було отримано час мінімізації втрат $t_{\min} = 20$ мс.

Відмітимо, що отримані характеристики перехідних процесів мінімізації втрат можна оцінити як досить високі. Малі значення t_{\min} уможливають успішне застосування запропонованої СЕОК АЕП у технологічних процесах з частими змінами усталених режимів роботи привода при різних навантаженнях та (чи) швидкостях.

7. Висновки. • Для побудови енергоощадних електроприводів перспективно застосовувати НМ, для якої навчальна множина даних може бути отримана аналітично-розрахунковим або емпіричним шляхом.

• При оцінюванні потокозчеплення в енергооптимальних АЕП треба крім варіацій опору ротора враховувати також і нелінійність магнітного кола АД.

• Запропонована СЕОК АЕП, як показали дослідження, дозволяє досягти високої точності оптимізації енерговитрат в усталених режимах, а також високої швидкодії в перехідних процесах мінімізації втрат.

Предлагается вариант решения задачи энергосбережения в векторно-управляемом асинхронном электроприводе на основе средств искусственного интеллекта. Для определения оптимального магнитного потока синтезирована нейронная сеть, на входы которой подаются сигналы моментной составляющей тока статора и скорости двигателя. При оценке потокоцепления ротора учтено насыщение главного потока. Результаты моделирования подтверждают высокие показатели качества предложенной системы.

The decision of a problem of energy saving in a vector controlled induction motor drive with use of means of an artificial intelligence is proposed. For definition of optimum rotor flux the neural network on which inputs signals of a torque producing stator current component and speed of the motor is synthesized. Estimation of a rotor flux it is realized with considering of the flux saturation. Results of modelling confirm high performance of the proposed system.

1. Булгаков А. А. Частотное управление асинхронными двигателями. – М.: Наука, 1966. – 297 с.
2. Вакуленко К.Н., Агабабян Э.М. Об оптимальном регулировании асинхронного двигателя // В кн.: Электромашиностроение и электрооборудование, вып.1. – Харьков: изд. ХГУ, 1965. –С. 92-98.
3. Лисенков М.Г., Козлик Г.О., Гагарин П.П. Пошукові системи енергозберігаючого керування асинхронним електроприводом. // Автоматизація виробничих процесів, 2000. № 2. – С. 36-41.
4. Приймак Б.І., Морено-Егілаз Х.М., Перакаула Х. Нейромережний підхід до розв'язання задачі енергозбереження в асинхронному електроприводі // Технічна електродинаміка. –2003.–№ 1. – С. 19-23.
5. Приймак Б.І. Оцінювання потоку ротора асинхронного двигуна з врахуванням нелінійності магнітного кола // Техн. електродинаміка. – 2005. – № 4. – С. 51-57.
6. Сандлер А. С., Сарбатов Р. С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. – М.: Энергия, 1974. – 328 с.
7. Шрейнер Р.Т., Дмитриенко Ю.А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. – Кишинев: Штиинца, 1982. – 224 с.
8. Atkinson D.J., Acarnley P.P., Finch J.W. Observers for induction motor state and parameter estimation, IEEE Trans. Ind. Applicat., 1991, Vol. 27, No 6, P. 1119 –1127.
9. Choy I., Kwon S.H., Choi J.Y. et al. On-line efficiency optimization control of a slip angular frequency controlled induction motor drive using neural networks // Proc. of IECON'96 Conf., IEEE, New York, 1996, Vol.2, P. 1216-1221.
10. Garcia G.O., Mendes J.C., Stephan R.M. et al. An Efficient Controller for an Adjustable Speed Induction Motor Drive // IEEE Trans. Ind. Elec., 1994, Vol. 41, No.5, P. 533-539.
11. Hagan M.T., Menhaj M.B. Training Feedforward Networks with the Marquardt Algorithm // IEEE Trans. Neural Net., 1994, Vol. 5, №6, P. 989-993.
12. Hasan K.M., Zhang L, Singh B. Neural network control of induction motor drives for energy efficiency and high dynamic performance // Proc. of IECON'97 Conf., IEEE, New York, 1997, Vol.2 P. 488-493.
13. Kim H.G., Sul S.K., Park M.H. Optimal Efficiency Drive of a Current Source Inverter Fed Induction Motor by Flux Control, IEEE Trans. Ind. Applicat., 1984, Vol. 20, No.6, P.1453-1459.
14. Kioskeridis I., Margaritis N. Loss Minimization in Scalar-Controlled Induction Motor Drives with Search Controllers // IEEE Trans. Pow. Elec., 1996, Vol. 11, No.2, P. 213-220.
15. Kirschen D.S., Novotny D.W., Suwanwisoot W. Minimizing induction motor losses by excitation control in variable frequency drives, IEEE Trans. Ind. Applicat., 1984, Vol. 20, No.5, P.1244-1250.
16. Kusko A., Galler D. Control Means for Minimization of Losses in AC and DC Motor Drives, IEEE Trans. Ind. Applicat., 1983, Vol. 19, No.4, P.561-570.
17. Matsuse K., Yoshizumi T., Katsuta S. et al. High-Response Flux Control of Direct-Field-Oriented Induction Motor with High Efficiency Taking Core Loss into Account // IEEE Trans. Ind. Applicat., 1999, Vol. 35, No.1, P.62-69.
18. Pryymak B., Moreno-Eguilaz J.M., Peracaula J. Neural network based efficiency optimization of induction motor drive with vector control // Proc. of IECON'02, IEEE, New York, 2002, Vol.1 P.146-152.
19. Rasmussen K.S., Thogersen P. Model Based Energy Optimazer for Vector Controlled IMD // Proc. of EPE' 97 Conf., Trondheim, 1997, P. 3.711-3.716.
20. Sousa G.C.D., Bose B.K., Cleland J. Loss modeling of Converter Induction Machine System for Variable Speed Drive // Proc. of IECON'92 Conf., IEEE, New York, 1992, Vol.1, P.114-120.
21. Vas P. Vector control of AC machines, Oxford University Press, Oxford, 1994.